

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-018469

(43)Date of publication of application : 22.01.1999

(51)Int.Cl.

H02P 5/17

H02P 5/06

H02P 7/06

(21)Application number : 09-167776

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 24.06.1997

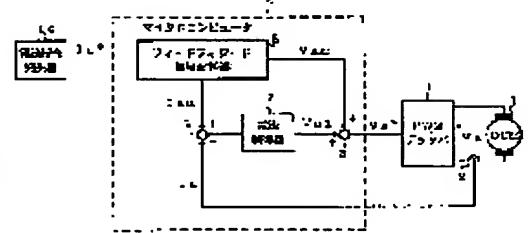
(72)Inventor : KOYAMA MASATO
NAGANO TETSUAKI
TSUTSUMI SEISUKE

(54) DIGITAL CURRENT CONTROLLER FOR MOTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a digital current controller for motor, which is capable of current control of high-speed response without generating overshoot in step response.

SOLUTION: A feed forward signal calculating part 5 inputs a current command I_a' to output a current command before one sampling cycle as model current signal I_{am} , and a model voltage signal V_{am} . A current controller 7 inputs a deviation between the primary current I_a of a motor 1, and a model current signal I_{am} to output a compensation voltage signal V_{a1} . A PWM chopper 3 controls the primary voltage V_a of the motor 1, so as to match the primary voltage command V_a' obtained by adding the model voltage signal V_{am} and the compensation voltage signal.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 20.09.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3527069

[Date of registration] 27.02.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

BEST AVAILABLE COPY

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	F I
H 02 P 5/17		H 02 P 5/17
5/06		5/06
		B
		E
		D
		W
7/06		B
		7/06

審査請求 未請求 請求項の数9 O.L (全21頁)

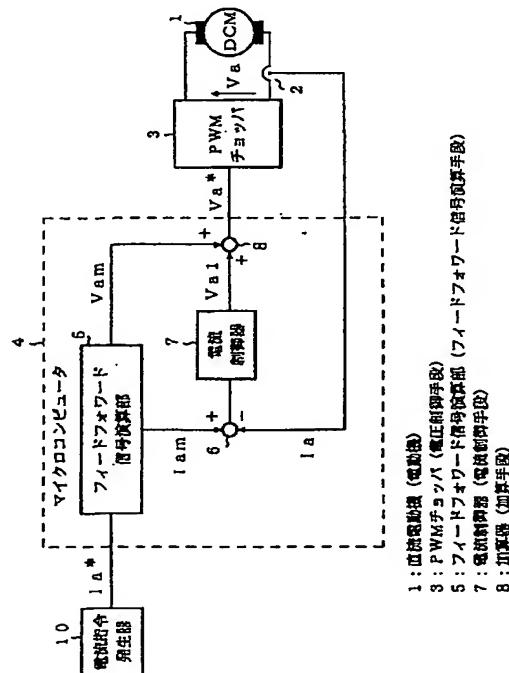
(21)出願番号	特願平9-167776	(71)出願人	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
(22)出願日	平成9年(1997)6月24日	(72)発明者	小山 正人 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
		(72)発明者	長野 鉄明 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
		(72)発明者	堤 清介 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
		(74)代理人	弁理士 田澤 博昭 (外1名)

(54)【発明の名称】 電動機のデジタル電流制御装置

(57)【要約】

【課題】 電動機のデジタル電流制御装置では、高速応答の電流制御性能を得るために、応答周波数を高く設定すると、ステップ応答のオーバーシュートが増加するという課題があった。

【解決手段】 フィードフォワード信号演算部5は、電流指令 I_{a*} を入力し、1サンプリング周期前の電流指令をモデル電流 I_{am} として出力すると共に、モデル電圧信号 V_{am} を出力する。電流制御器7は、電動機1の1次電流 I_a とモデル電流信号 I_{am} との偏差を入力し、補償電圧信号 V_{a1} を出力する。PWMチョッパ3は、モデル電圧信号 V_{am} と補償電圧信号とを加算して得られた1次電圧指令 V_{a*} に電動機1の1次電圧 V_a が一致するように制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御する電動機のディジタル電流制御装置において、

1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、1サンプリング周期前の1次電流指令をモデル電流として出力すると共に、上記モデル電流の時間変化率に比例したモデル電圧とを出力するフィードフォワード信号演算手段と、

上記モデル電流と上記1次電流との偏差を入力して補償電圧を出力する電流制御手段と、

上記補償電圧と上記モデル電圧とを加算して1次電圧指令を出力する加算手段と、

上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するようく制御する電圧制御手段とを備えたことを特徴とする電動機のディジタル電流制御装置。

【請求項2】 電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御する電動機のディジタル電流制御装置において、

1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、1サンプリング周期前の1次電流指令をモデル電流として出力すると共に、上記モデル電流の時間変化率に比例したモデル電圧とを出力するフィードフォワード信号演算手段と、

上記モデル電流と上記1次電流との偏差を入力して補償電圧を出力する電流制御手段と、

上記1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次抵抗による電圧降下を演算し、1次抵抗電圧として出力する1次抵抗電圧演算手段と、

上記モデル電圧と上記補償電圧と上記1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力する加算手段と、

上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するようく制御する電圧制御手段とを備えたことを特徴とする電動機のディジタル電流制御装置。

【請求項3】 電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御する電動機のディジタル電流制御装置において、

1次電流指令と上記1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記1次電流と1サンプリング周期前の1次電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算して1次電圧指令として出力する電流制御手段と、

上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するようく制御する電圧制御手段とを備えたことを特徴とする電動機のディジタル電流制御装置。

【請求項4】 電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御する電動機のディジタル電流制御装置において、

1次電流指令と上記1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記1次電流と1サンプリング周期前の1次電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算して補償電圧として出力する電流制御手段と、

上記1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次抵抗による電圧降下を演算し、1次抵抗電圧として出力する1次抵抗電圧演算手段と、

上記補償電圧と上記1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力する加算手段と、

上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するようく制御する電圧制御手段とを備えたことを特徴とする電動機のディジタル電流制御装置。

【請求項5】 電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御する電動機のディジタル電流制御装置において、

1次電流指令と上記1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記1次電流指令と上記1次電流との差に基づき積分して得られた1サンプリング周期前の積分補償電圧とを、加算して1次電圧指令として出力する電流制御手段と、

上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するようく制御する電圧制御手段とを備えたことを特徴とする電動機のディジタル電流制御装置。

【請求項6】 電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御する電動機のディジタル電流制御装置において、

1次電流指令と上記1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記1次電流指令と上記1次電流との差に基づき積分して得られた1サンプリング周期前の積分補償電圧とを、加算して補償電圧として出力する電流制御手段と、

上記1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次抵抗による電圧降下を演算し、1次抵抗電圧として出力する1次抵抗電圧演算手段と、

上記補償電圧と上記1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力する加算手段と、

上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するようく制御する電圧制御手段とを備えたことを特徴とする電動機のディジタル電流制御装置。

【請求項7】 交流電動機の1次電流を回転子磁束ベクトルに同期して回転する回転座標軸上のd軸電流及びq軸電流に分解し、サンプリング周期ごとにフィードバック制御する電動機のディジタル電流制御装置において、

3

q 軸電流指令を上記サンプリング周期ごとに入力し、1サンプリング周期前の q 軸電流指令をモデル q 軸電流として出力すると共に、上記モデル q 軸電流の時間変化率に比例したモデル q 軸電圧とを出力するフィードフォワード信号演算手段と、

上記モデル q 軸電流と上記 q 軸電流との偏差を入力して補償電圧を出力する q 軸電流制御手段と、

上記 q 軸モデル電圧と上記補償電圧とを加算して q 軸電圧指令を出力する加算手段と、

d 軸電流指令と上記 d 軸電流の偏差を入力して d 軸電圧指令を出力する d 軸電流制御手段と、

上記交流電動機の1次電圧の d 軸及び q 軸成分が、それぞれ上記 d 軸電圧指令及び上記 q 軸電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたことを特徴とする電動機のデジタル電流制御装置。

【請求項8】 交流電動機の1次電流を回転子磁束ベクトルに同期して回転する回転座標軸上の d 軸電流及び q 軸電流に分解し、サンプリング周期ごとにフィードバック制御する電動機のデジタル電流制御装置において、 q 軸電流指令と上記 q 軸電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記交流電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記 q 軸電流と1サンプリング周期前の q 軸電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算して q 軸電圧指令として出力する q 軸電流制御手段と、
 d 軸電流指令と上記 d 軸電流の偏差を入力して d 軸電圧指令を出力する d 軸電流制御手段と、

上記交流電動機の1次電圧の d 軸及び q 軸成分が、それぞれ上記 d 軸電圧指令及び上記 q 軸電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたことを特徴とする電動機のデジタル電流制御装置。

【請求項9】 交流電動機の1次電流を回転子磁束ベクトルに同期して回転する回転座標軸上の d 軸電流及び q 軸電流に分解し、サンプリング周期ごとにフィードバック制御する電動機のデジタル電流制御装置において、 q 軸電流指令と上記 q 軸電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記交流電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記 q 軸電流指令と上記 q 軸電流指令との差に基づき積分して得られた1サンプリング周期前の積分補償電圧とを、加算して q 軸電圧指令として出力する q 軸電流制御手段と、
 d 軸電流指令と上記 d 軸電流の偏差を入力して d 軸電圧指令を出力する d 軸電流制御手段と、

*

$$I_a = V_a \cdot 1 / (L_a S + R_a)$$

【0005】 なお、1次電流 I_a と発生トルク τ_w は比例するが、発生トルク τ_w を積分した信号が回転速度 ω_w となるため、 I_a を急変させても ω_w は急変しない。

そこで、電流制御の応答を考える場合は、回転速度 ω_w

4

*上記交流電動機の1次電圧の d 軸及び q 軸成分が、それぞれ上記 d 軸電圧指令及び上記 q 軸電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたことを特徴とする電動機のデジタル電流制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、電動機の1次電流を高速応答に制御する電動機のデジタル電流制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 図16は従来の電動機のデジタル電流制御装置を示す構成図である。図において、1は直流電動機、2は直流電動機1の1次電流（電機子電流） I_a を検出する電流検出器、3は直流電動機1に印加される1次電圧（電機子電圧） V_a を制御するPWMチャップ、6は電流指令発生器10から出力された1次電流指令（電機子電流指令） I_a^* と電流検出器2から検出された実際の1次電流 I_a の偏差を求める減算器、7は減算器6からの偏差を入力し1次電圧指令（電機子電圧指令） V_a^* を出力する電流制御器である。

【0003】 次に動作について説明する。まず電流指令発生器10から出力された1次電流指令 I_a^* と、電流検出器2から出力された実際の1次電流 I_a との電流偏差が減算器6によって求められる。次にこの電流偏差を電流制御器7に入力すると、1次電圧指令 V_a^* が出力され、さらにPWMチャップ3によって、直流電動機1に印加される1次電圧 V_a が上記1次電圧指令 V_a^* に一致するように制御される。以上の動作により、直流電動機1の1次電流 I_a が1次電流指令 I_a^* に追従するようにフィードバック制御される。

【0004】 次に図17は図16の構成による電流フィードバック制御系のブロック図である。図17の直流電動機1において、 L_a は1次インダクタンス（電機子インダクタンス）、 R_a は1次抵抗（電機子抵抗）、 K_t はトルク定数、 K_e は誘起電圧係数、 J_m は慣性モーメント、 τ_w は発生トルク、 τ_L は負荷トルク、 ω_w は回転速度である。また、 K_p 、 K_i はそれぞれ電流制御器7の比例ゲイン及び積分ゲインである。さらに、PWMチャップ3による電圧制御応答は、電流制御応答と比較して十分速いと仮定して、その伝達関数を1とした。ここで、直流電動機1の回転速度 ω_w を検出し、直流電動機1内の実線で示した誘起電圧 V_e の補償の代わりに、破線で示したように、誘起電圧 V_e のフィードフォワード補償を行う場合、1次電圧 V_a と1次電流 I_a との間には次式が成立し、誘起電圧 V_e の影響を受けない。

... (1)

は一定、すなわち誘起電圧 V_e は一定と見なしても差し支えない。このときは、 ω_w を検出して誘起電圧補償を行わなくても、電流制御器7の積分器（ゲイン K_i ）により、誘起電圧補償が可能である。従って、電流制御の

応答を調べる場合は、 ω_{a} を検出して誘起電圧補償を行わなくても、(1) 式が成り立つと考えて差し支えがない。

【0006】ところで、図17はアナログ電流制御系のブロック図を示しているが、従来の電動機のディジタル電流制御装置では、マイクロコンピュータにより、サンプリング周期毎に上記の電流制御演算を行い、1次電圧指令 V_{a^*} を出力する。そのため、制御が離散値的に行われる。そこで、このディジタル電流制御系のブロック

図は図18のようになる。図において、Tはサンプリング周期

$$\Delta I(n) = I_{a^*}(n) - I_a(n) \quad \dots (2a)$$

$$V_p(n) = K_p \cdot \Delta I(n) \quad \dots (2b)$$

$$V_i(n) = V_i(n-1) + T \cdot K_i \cdot \Delta I(n) \quad \dots (2c)$$

$$V_{a^*}(n) = V_p(n) + V_i(n) \quad \dots (2d)$$

ここで、 V_p は比例補償電圧、 V_i は積分補償電圧であり、 $x(n)$ はn番目のサンプリング値を示す。

※ 【0008】さらに、Z変換を用いて(2)式を変換すると次式が得られる。

$$V_p = K_p \cdot \Delta I \quad \dots (3a)$$

$$V_i = Z^{-1} \cdot V_i + T \cdot K_i \cdot \Delta I \quad \dots (3b)$$

$$V_{a^*} = V_p + V_i \quad \dots (3c)$$

(3)式から、 ΔI と V_{a^*} の関係を求めるとき式が得られる。

$$V_{a^*} = (b_1 Z - b_0) \cdot \Delta I / (Z - 1) \quad \dots (4)$$

ただし、

$$b_1 = K_p + T \cdot K_i, \quad b_0 = K_p \quad \dots (5)$$

図18では、電流制御器7の伝達関数として(4)式を用いている。

$$K_p = L_a \cdot \omega_{\text{c}\text{c}}, \quad K_i = \omega_{\text{p}\text{i}} \cdot K_p \quad \dots (6)$$

ここで、 $\omega_{\text{c}\text{c}}$ は電流制御系の応答周波数 (rad/s)、 $\omega_{\text{p}\text{i}}$ は比例ゲイン K_p に対する積分ゲイン K_i の比を示す周波数であり、ここでは、PI折れ点周波数 (rad/s) と呼ぶ。なお、通常 $\omega_{\text{p}\text{i}}$ の値は $\omega_{\text{c}\text{c}}$ の値の $1/3$ 以下となるように設定される。

【0010】次に、従来の電動機のディジタル電流制御装置における電流の応答波形のシミュレーション結果を図20に示す。なお、シミュレーションは、より実際に近いディジタル電流制御装置を模擬するために、図18に、図19のPWMチャップを付加したブロック図を用いている。すなわち、図19において、三角波キャリア信号 S_c と、1次電圧指令信号 V_{a^*} 及び V_{a^*} と極性が異なる $-V_{a^*}$ 信号との振幅比較が行われる。その結果、公知のように、パルス幅が V_{a^*} の振幅に比例し、極性が V_{a^*} の極性と等しい矩形波電圧が1次電圧 V_a として出力される。なお、矩形波電圧の振幅は、PWMチャップの直流電源電圧 E と一致する。

【0011】図20のシミュレーションでは、PWMチャップ部の三角波キャリア信号 S_c の周波数は 5 kHz とし、電流制御演算タイミングは三角波キャリア信号のピークタイミングと同期させている。すなわち、サンプリング周波数は 10 kHz (周期: $100 \mu\text{s}$) となる。また、演算無駄時間 T_d の値は $20 \mu\text{s}$ とした。さらに、 $L_a = 1.9 \text{ mH}$ 、 $R_a = 0.39 \Omega$ (1.1 k

* グ周期であり、サンプリング周期ごとにサンプラーのスイッチを閉じ離散値的に制御を行う。零次ホールド $H(s)$ は、読み込んだ値を次のサンプリングまで保持する伝達関数である。 T_d はマイクロコンピュータの演算時間に起因する無駄時間 (演算無駄時間) である。また、上述したように(1)式が成り立つと仮定する。

【0007】次に、マイクロコンピュータで実行される電流制御の比例ゲインと積分ゲインを持ったPI(比例積分)演算式は次式となる。

※ 【0008】さらに、Z変換を用いて(2)式を変換すると次式が得られる。

$$\dots (3a)$$

$$\dots (3b)$$

$$\dots (3c)$$

★ 【0009】次に、電流制御器の比例ゲイン K_p 及び積分ゲイン K_i の値は、通常、次式を用いて設定される。

$$W \text{のDCサーボモータの定数値} \text{とした。}$$

【0012】さて、図20には、 $\omega_{\text{c}\text{c}} = 5000$ (rad/s)、 $\omega_{\text{p}\text{i}} = 1250$ (rad/s) となるように(6)式を利用して、電流制御器のゲイン設定を行った場合の1次電流指令 I_{a^*} のステップ変化に対する1次電流 I_a の応答波形と、 $\omega_{\text{c}\text{c}} = 10000$ (rad/s)、 $\omega_{\text{p}\text{i}} = 2500$ (rad/s) となるようにゲイン設定を行った場合の応答波形が示されている。なお、 I_a の波形はサンプリング周期毎にマイクロコンピュータによって検出された電流値を表している。そのため、 I_a の値はサンプリング周期 T ($= 100 \mu\text{s}$) 每に値が変化する。

【0013】この図から、 $\omega_{\text{c}\text{c}}$ の値を大きくした方が電流制御の応答は速くなるが、オーバーシュートが増加することがわかる。また、 $\omega_{\text{c}\text{c}} = 10000$ (rad/s)、 $\omega_{\text{p}\text{i}} = 2500$ (rad/s) の場合は、最初の1サンプリング周期の間に、1次電流 I_a が1次電流指令 I_{a^*} を越えてしまつており、これ以上、応答周波数 $\omega_{\text{c}\text{c}}$ を上げても、オーバーシュートが増加するだけで、応答を速くできないことがわかる。

$\omega_{\text{c}\text{c}} = 5000$ (rad/s)、 $\omega_{\text{p}\text{i}} = 1250$ (rad/s) の場合も、4サンプリング後の $500 \mu\text{s}$ 付近で1次電流指令 I_{a^*} を越えているが、この場合は積分補償でコントロール可能である。

【0014】電流制御器としてP I制御器を使用した他の従来例として、イーピーイー95（ヨーロッパ・パワー・エレクトロニクス・コンファレンス 1995年9月 {EPE' 95 (Europe Power Electronics Conference, 1995/9) }）の国際会議で配布された資料第3巻005～010頁第4図（第6図）（Vol. 3, P005～010, Fig 4 (Fig 6)）に示されたものがある。これはP I制御器に1次電流指令 I_{s1}^* と1次電流 I_s の差を入力し、比例ゲインと積分ゲインにより補償電圧を生成し、Stator mode 1からの出力電圧と加算することにより、1次指令電圧を生成し、フィードフォワード制御を行っている。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】従来の電動機のデジタル電流制御装置では、高速応答の電流制御性能を得るために、応答周波数を高く設定すると、図20に示したように、ステップ応答のオーバーシュートが増加するという課題があった。そこで、オーバーシュートを低減しようとすると応答周波数を低くしなければならず、結果的にトルク制御応答が低下するという課題が生じる。さらに、電動機の速度制御や位置制御を行う場合は、通常、電流制御ループがマイナーループとして用いられるため、速度制御や位置制御の高速応答化を図ろうとする、電流制御応答はできる限り高い方が望ましい。

【0016】電流制御のステップ応答のオーバーシュートを低減するための他の対策として、サンプリング周波数を高くする方法があるが、サンプリング周期が短くなるため、高速演算が可能なマイクロコンピュータが必要であり、制御回路のH/Wコストが増加するという課題が生じる。さらに、サンプリング周波数を高くするためには、キャリア周波数も合わせて高くする必要があるが、PWMチャップに使用されるIGBTなどの半導体スイッチング素子のスイッチング周波数が高くなり、スイッチング損失が増加するなどの課題も発生する。

【0017】また上記EPE' 95の配布資料に記載されたフィードフォワード制御についても、P I制御器の積分ゲインの影響で、オーバーシュートを生じてしまうという課題があった。

【0018】この発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、ステップ応答のオーバーシュートを生じることなく、かつ高速応答の電流制御が可能な電動機のデジタル電流制御装置を得ることを目的とする。

【0019】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の発明に係る電動機のデジタル電流制御装置は、電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御するものにおいて、1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、1サンプリング周期前の1次電流指令をモデル電

流として出力すると共に、上記モデル電流の時間変化率に比例したモデル電圧とを出力するフィードフォワード信号演算手段と、上記モデル電流と上記1次電流との偏差を入力して補償電圧を出力する電流制御手段と、上記補償電圧と上記モデル電圧とを加算して1次電圧指令を出力する加算手段と、上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたものである。

【0020】請求項2記載の発明に係る電動機のデジタル電流制御装置は、電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御するものにおいて、1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、1サンプリング周期前の1次電流指令をモデル電流として出力すると共に、上記モデル電流の時間変化率に比例したモデル電圧とを出力するフィードフォワード信号演算手段と、上記モデル電流と上記1次電流との偏差を入力して補償電圧を出力する電流制御手段と、上記1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次抵抗による電圧降下を演算し、1次抵抗電圧として出力する加算手段と、上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたものである。

【0021】請求項3記載の発明に係る電動機のデジタル電流制御装置は、電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御するものにおいて、1次電流指令と上記1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記1次電流と1サンプリング周期前の1次電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算して1次電圧指令として出力する電流制御手段と、上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたものである。

【0022】請求項4記載の発明に係る電動機のデジタル電流制御装置は、電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御するものにおいて、1次電流指令と上記1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記1次電流と1サンプリング周期前の1次電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算して補償電圧として出力する電流制御手段と、上記1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次抵抗による電圧降下を演算し、1次抵抗電圧として出力する1次抵抗電圧演算手段と、上記補償電圧と上記1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力する加算手段と、上記電動機の1次電圧が上記

1次電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたものである。

【0023】請求項5記載の発明に係る電動機のディジタル電流制御装置は、電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御するものにおいて、1次電流指令と上記1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記1次電流指令と上記1次電流との差に基づき積分して得られた1サンプリング周期前の積分補償電圧とを、加算して1次電圧指令として出力する電流制御手段と、上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたものである。

【0024】請求項6記載の発明に係る電動機のディジタル電流制御装置は、電動機の1次電流をサンプリング周期毎にフィードバック制御するものにおいて、1次電流指令と上記1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記1次電流指令と上記1次電流との差に基づき積分して得られた1サンプリング周期前の積分補償電圧とを、加算して補償電圧として出力する電流制御手段と、上記1次電流指令を上記サンプリング周期毎に入力し、上記電動機の1次抵抗による電圧降下を演算し、1次抵抗電圧として出力する1次抵抗電圧演算手段と、上記補償電圧と上記1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力する加算手段と、上記電動機の1次電圧が上記1次電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたものである。

【0025】請求項7記載の発明に係る電動機のディジタル電流制御装置は、交流電動機の1次電流を回転子磁束ベクトルに同期して回転する回転座標軸上のd軸電流及びq軸電流に分解し、サンプリング周期ごとにフィードバック制御するものにおいて、q軸電流指令を上記サンプリング周期ごとに入力し、1サンプリング周期前のq軸電流指令をモデルq軸電流として出力すると共に、上記モデルq軸電流の時間変化率に比例したモデルq軸電圧とを出力するフィードフォワード信号演算手段と、上記モデルq軸電流と上記q軸電流との偏差を入力して補償電圧を出力するq軸電流制御手段と、上記q軸モデル電圧と上記補償電圧とを加算してq軸電圧指令を出力する加算手段と、d軸電流指令と上記d軸電流の偏差を入力してd軸電圧指令を出力するd軸電流制御手段と、上記交流電動機の1次電圧のd軸及びq軸成分が、それぞれ上記d軸電圧指令及び上記q軸電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたものである。

【0026】請求項8記載の発明に係る電動機のディジタル電流制御装置は、交流電動機の1次電流を回転子磁束ベクトルに同期して回転する回転座標軸上のd軸電流

及びq軸電流に分解し、サンプリング周期ごとにフィードバック制御するものにおいて、q軸電流指令と上記q軸電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記交流電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記q軸電流と1サンプリング周期前のq軸電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算してq軸電圧指令として出力するq軸電流制御手段と、d軸電流指令と上記d軸電流の偏差を入力してd軸電圧指令を出力するd軸電流制御手段と、上記交流電動機の1次電圧のd軸及びq軸成分が、それぞれ上記d軸電圧指令及び上記q軸電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたものである。

【0027】請求項9記載の発明に係る電動機のディジタル電流制御装置は、交流電動機の1次電流を回転子磁束ベクトルに同期して回転する回転座標軸上のd軸電流及びq軸電流に分解し、サンプリング周期ごとにフィードバック制御するものにおいて、q軸電流指令と上記q軸電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、上記交流電動機の1次インダクタンス値を上記サンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、上記q軸電流指令と上記q軸電流指令との差に基づき積分して得られた1サンプリング周期前の積分補償電圧とを、加算してq軸電圧指令として出力するq軸電流制御手段と、d軸電流指令と上記d軸電流の偏差を入力してd軸電圧指令を出力するd軸電流制御手段と、上記交流電動機の1次電圧のd軸及びq軸成分が、それぞれ上記d軸電圧指令及び上記q軸電圧指令と一致するように制御する電圧制御手段とを備えたものである。

【0028】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の一形態を説明する。

実施の形態1. 図1はこの発明の実施の形態1による電動機のディジタル電流制御装置を示す構成図である。図1において、1は直流電動機(電動機)、2は電流検出器、3はPWMチョッパ(電圧制御手段)、4はマイクロコンピュータ、10は電流指令発生器である。なお、マイクロコンピュータ4の演算内容をハードウェア的に表現すると、フィードフォワード信号演算部(フィードフォワード信号演算手段)5、減算器6、電流制御器(電流制御手段)7、加算器(加算手段)8に分けられる。実際は後述するように全てソフトウェア処理される。

【0029】実施の形態1の動作を説明する前に、この発明における電流の制御原理を、図2を参照しながら説明する。図2は図1の構成による電流フィードバック制御系のブロック図である。まず図18と同様に、直流電動機の誘起電圧 V_e を一定と見なすと、(1)式が成り立つ。また、電流制御器7は従来装置と同様に、比例ゲインと積分ゲインを持ったP/I制御器とし、その伝達関

11

数は(4)式で示されるものとする。さらに、1次抵抗 R_a を無視した直流電動機の伝達関数を、Z変換を用い、*

$$I_a = T \cdot V_a / L_a (Z - 1)$$

【0030】そこで、(7)式を直流電動機モデルの伝達関数とし、この直流電動機モデルを制御対象としたフィードバック制御系を構成し、かつ、直流電動機モデル※

$$I_{a m} / I_{a *} = (T \cdot K_p 1 / L_a) / (Z + T \cdot K_p 1 / L_a - 1)$$

ここで、 $I_{a m}$ は直流電動機モデルから出力されるモデル電流である。

【0031】次に制御器の比例ゲイン $K_p 1$ の値を、L★

$$I_{a m} = Z^{-1} \cdot I_{a *}$$

Z 変換の定義から、(9)式はモデル電流 $I_{a m}$ が1次電流指令 $I_{a *}$ を1サンプリング周期分遅延させた信号となることを示している。その結果、直流電動機モデルを制御対象としたフィードバック制御系から出力されるモデル電流は、指令値の変化に対し、1サンプリング周期遅れで追従し、オーバーシュートが生じないデッドビート応答を示す。さらに、モデル電流をデッドビート応答させるために必要な電圧は上記制御器の出力となる。

【0032】従って、上記制御器の出力信号として得られるモデル電圧信号を直流電動機に印加すれば、直流電動機の1次電流も1次電流指令の変化に対し、デッドビート応答することがわかる。図2は、このような制御原理に基づいて構成されたディジタル電流制御系のブロック図である。なお、電流制御器7は、定常状態において、1次抵抗による電圧降下分や誘起電圧、及びPWMチャップ3による電圧出力誤差などによって生じる定常電流偏差を無くすために用いられる。

【0033】ここで、図2と図18とを比較すると、本制御系は従来のディジタル電流制御系にフィードフォワード信号演算部5を付加した構成となっていることがわかる。ここで、電流制御器7には、フィードフォワード信号演算部5から出力されたモデル電流 $I_{a m}$ と直流電動機の1次電流 I_a の偏差が入力されるが、モデル電流 $I_{a m}$ は上述したように1次電流指令 $I_{a *}$ を1サンプリング周期遅らせた信号、すなわち1サンプリング周期前の1次電流指令 $I_{a *}$ である。そのため、1次電流指令 $I_{a *}$ がステップ変化した場合、ステップ変化した直後の1サンプリング周期の間はモデル電流 $I_{a m}$ は変化しない。その結果、ステップ変化した直後の1サンプリング周期の間は、上記電流偏差は0となり電流制御器の出力も0となる。

【0034】一方、フィードフォワード信号演算部5からは、1次電流指令 $I_{a *}$ がステップ変化した直後の1サンプリング周期の間に、モデル電流 $I_{a m}$ を1次電流指令 $I_{a *}$ に一致させるために必要なモデル電圧 $V_{a m}$ が出力される。そこで、上記電流制御器7の出力信号 $V_{a 1}$ と上記モデル電圧信号 $V_{a m}$ を加算して1次電圧指令 $V_{a *}$ を求め、さらに、PWMチャップ3により直

*で表現すると次式となる。

... (7)

※に対し制御を行う制御器を、比例ゲインが $K_p 1$ のP制御器とすると、このフィードバック制御系の閉ループ伝達関数は次式となる。

... (8)

★ a / T に等しく設定すると、(8)式から次式が得られる。

... (9)

流電動機1の1次電圧 V_a が1次電圧指令 $V_{a *}$ に一致するように制御すれば、モデル電圧 $V_{a m}$ が直流電動機1に印加される。その結果、1次電流指令 $I_{a *}$ のステップ変化時刻から1サンプリング周期後に、直流電動機1の1次電流 I_a は1次電流指令 $I_{a *}$ と一致することがわかる。

【0035】この実施の形態は上記の制御原理により電流制御を行うものである。図3に、この実施の形態1による電動機のディジタル電流制御装置における電流の応答波形のシミュレーション結果を示す。シミュレーションには、図2に図19のPWMチャップを付加したブロック図を用いている。ここで、PWMチャップの三角波キャリア信号の周波数、電流制御演算タイミングや直流電動機の定数などは、全て図20に示された従来装置のシミュレーション結果を求めたときの値と同じ値とした。なお、電流制御器の比例ゲイン K_p 及び積分ゲイン K_i の値は、 $\omega_{c c} = 10000$ (rad/s)、 $\omega_p = 1250$ (rad/s) となるように(6)式を用いて設定した。図3から、直流電動機の1次電流 I_a は、1次電流指令 $I_{a *}$ の変化に対し、1サンプリング周期遅れで、かつオーバーシュートを生じずに追従しており、目標とするデッドビート応答が得られていることがわかる。なお、 I_a の波形は、図20の場合と同様に、マイクロコンピュータによって検出された電流値を表している。

【0036】ここで、PWMチャップによる電圧制御特性を図4を参照しながら、もう少し詳しく調べて見る。図4において、電流検出タイミングは三角波キャリア信号の山に一致したタイミング(図中のA点)と谷に一致したタイミング(図中のB点)のいずれかとしている。従って、マイクロコンピュータの演算無駄時間 T_d によって、電流検出タイミングから T_d だけ遅れて1次電圧指令 $V_{a *}$ が outputされるものとすると、図中の斜線で示した範囲に1次電圧指令 $V_{a *}$ が含まれれば、PWMチャップは演算無駄時間 T_d の影響を受けず、指令どおりの電圧を出力できる。図3のシミュレーション結果は、1次電圧指令 $V_{a *}$ が上記斜線領域に含まれる場合の結果であり、20 μ sの演算無駄時間 T_d の影響を受ける

13

ことなくデッドビート応答が得られている。

【0037】次に動作について説明する。図5はこの発明の実施の形態1による動作を示すフローチャートである。マイクロコンピュータ4は、PWMチャップ3で用いられる三角波キャリア信号のピークタイミングに同期して、図5のフローチャートに従って演算を行う。まず、ステップST1では、電流指令発生器10から出力された1次電流指令 I_{a^*} 及び電流検出器2から出力された直流電動機1の1次電流 I_a の値をそれぞれ読み込む。次に、ステップST2では、1次電流指令 I_{a^*} と1サンプリング前のモデル電流 $I_{a m}$ の偏差を求め、 K_p 1倍することによりモデル電圧 $V_{a m}$ を求める。つづいて、ステップST3で1サンプリング前のモデル電流 $I_{a m}$ と1次電流 I_a の偏差 ΔI を求め、ステップST4で(2)式のPI演算を行い、補償電圧 $V_{a 1}$ を求める。

【0038】次にステップST5で、ステップST2で求められたモデル電圧 $V_{a m}$ とステップST4で求められた補償電圧 $V_{a 1}$ を加算し、1次電圧指令 V_{a^*} を求める。さらに、ステップST6でステップST2で求められたモデル電圧 $V_{a m}$ を入力とする積分演算を行い、モデル電流 $I_{a m}$ を求め、ステップST7で、ステップST5で求められた1次電圧指令 V_{a^*} をPWMチャップ3に出力する。すると、PWMチャップ3により1次電圧指令 V_{a^*} に一致した1次電圧 V_a が出力さ

$$V_{a m} = L_a (I_{a^*} - I_{a m}) / T$$

従って、(9)式及び(10)式を用いて、フィードフォワード信号の演算を行っても良い。この場合は、図5において、ステップST2で(10)式の演算を行い、ステップST6で(9)式の演算を行えば良い。ここで、 $(I_{a^*} - I_{a m}) / T$ はモデル電流 $I_{a m}$ の時間変化率を表す。なお $V_{a m}$ の値は、上記(10)式の右辺に適当な定数を乗算したものでも良い。この定数によりデッドビートの応答性が変化する。このようにこのモデル電圧 $V_{a m}$ は、モデル電流 $I_{a m}$ の時間変化率に比例したものであれば良い。

【0041】以上のように、この実施の形態1によれば、フィードフォワード信号演算部5が、1サンプリング周期前の1次電流指令をモデル電流指令として出力すると共に、そのモデル電流の時間変化率に比例したモデル電圧とを出力し、電流制御器7が、モデル電流と電動機の1次電流との偏差を入力して補償電圧を出力し、加算器8が補償電圧とモデル電圧とを加算して1次電圧指令を出力し、PWMチャップ3が、1次電圧指令に電動機の1次電圧を一致させるように制御することにより、上記電動機の1次電流は、1次電流指令の変化に対し1※

$$V_a = L_a \cdot d I_a / d t + R_a \cdot I_a$$

ここで、1次電流 I_a を1次電流指令 I_{a^*} の変化に対し、1サンプリング周期遅れでデッドビート応答させる

$$V_a = (L_a / T + R_a) \cdot I_a 0$$

14

れ、直流電動機1に印加される。ここで、比例ゲイン K_p の値を L_a / T の値に一致させると、1次電流指令 I_{a^} がステップ変化した場合、モデル電流 $I_{a m}$ は1サンプリング周期遅れで I_{a^*} に追従するデッドビート応答を示す。その結果、直流電動機1の1次電流 I_a の応答もデッドビート応答となり、オーバーシュートを生じることなく、1次電流指令 I_{a^*} に追従する。なお L_a の値は直流電動機1のデータとして、マイクロコンピュータ4が保有している。

【0039】ここで、ステップST2及びステップST6の演算処理が、図1のフィードフォワード信号演算部5に相当する。また、ステップST3、ステップST4、ステップST5の演算処理がそれぞれ、図1の減算器6、電流制御器7及び加算器8に相当する。なお、ステップST6で示されたモデル電流 $I_{a m}$ の演算処理を、ステップST3の電流偏差 ΔI の演算処理の後で実行するのは、ステップST3で1サンプリング周期前のモデル電流 $I_{a m}$ を用いて電流偏差 ΔI を求めるためである。すなわち、ステップST6の演算をステップST2の演算の後で実行することによって、ステップST4の電流制御演算には、1次電流指令 I_{a^*} を1サンプリング周期分遅らせたモデル電流 $I_{a m}$ が使用されることになる。

【0040】ところで、(7)式及び(8)式を用いると、モデル電圧 $V_{a m}$ は次式で示されることがわかる。

$$\dots (10)$$

※サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、いわゆるデッドビート応答が得られて、高速の電流制御応答を得ることができると

30 いう効果が得られる。

【0042】実施の形態2、図6はこの発明の実施の形態2による電動機のデジタル電流制御装置を示す構成図である。図において、直流電動機1の1次抵抗による電圧降下を演算する1次抵抗電圧演算器9が、実施の形態1の図1に追加されており、1次抵抗電圧演算器9は、1次電流指令 I_{a^*} をもとに直流電動機1の1次抵抗による過渡的な電圧降下を演算し、演算結果を加算器8へ出力している。なお1次抵抗 R_a の値は直流電動機1のデータとして、マイクロコンピュータ4が保有している。なお実施の形態1で示したように、電流制御器7も1次抵抗による電圧降下分を演算するが、これは定常的な電圧降下を演算するものである。

【0043】また図7は図6の構成による電流フィードバック制御系のブロック図である。実施の形態2を説明する前に、このデジタル電流制御装置の制御原理について説明する。まず、(1)式から次式が得られる。

$$\dots (11)$$

場合、 I_a の時間変化率 $d I_a / d t$ の値は $I_a 0 / T$ となるので、必要な1次電圧 V_a は次式となる。

$$\dots (12)$$

ここで、 I_{a0} は1次電流指令のステップ変化幅である。

【0044】さて、実施の形態1における図3のシミュレーション時の直流電動機の定数は、 $L_a = 1.9\text{ mH}$ 、 $R_a = 0.39\Omega$ であり、サンプリング周期 $T = 100\mu\text{s}$ である。この場合は、 $R_a / (L_a / T)$ の値は、0.02となり、1次抵抗 R_a による電圧降下分は無視できる。しかし、例えば、サンプリング周期 T の値が1msの場合は、 $R_a / (L_a / T)$ の値は0.2となり、印加された1次電圧の20%が1次抵抗 R_a による電圧降下分となり、実施の形態1に記載されたデジタル電流制御装置では、1次電流 I_a の正確なデッドビート応答が得られない。そこで、1次抵抗 R_a による電圧降下分の影響を受けずに1次電流 I_a のデッドビート応答を実現するためには、この電圧降下分を補償する必要がある。実施の形態2に係る電流制御装置は、上記の原理に基づいて、実施の形態1に係る装置に1次抵抗による電圧降下分の補償手段を附加したものである。

【0045】次に動作について説明する。図8はこの発明の実施の形態2による動作を示すフローチャートである。図において、まずステップST1～ステップST4の演算内容は、上述した実施の形態1のものと同一であるので説明を省略する。ステップST4aでは、ステップST1で読み込まれた1次電流指令 I_{a*} と直流電動機1の1次抵抗 R_a とを乗算し、1次抵抗による電圧降下分 V_{a2} を求める。次に、ステップST5aでステップST2で求められたモデル電圧 V_{am} とステップST4で求められた補償電圧 V_{a1} とステップST4aで求められた1次抵抗電圧 V_{a2} を加算し、1次電圧指令 V_{a*} を求める。

【0046】さらに、ステップST6でステップST2で求められたモデル電圧 V_{am} を入力とする積分演算を行い、モデル電流 I_{am} を求め、ステップST7でステップST5aで求められた1次電圧指令 V_{a*} をPWMチャップ3に出力する。すると、PWMチャップ3により1次電圧指令 V_{a*} に一致した1次電圧 V_a が outputされ、直流電動機1に印加される。ここで、比例ゲイン K_p1 の値を L_a / T の値に一致させると、1次電流指令 I_{a*} がステップ変化した場合、モデル電流 I_a は1サンプリング周期遅れで I_{a*} に追従するデッドビート応答を示す。その結果、直流電動機1の1次電流 I_a の応答もデッドビート応答となり、オーバーシュートを生じることなく、1次電流指令 I_{a*} に追従する。

【0047】なお、ステップST4aの1次抵抗電圧 V_{a2} の演算においては、1次電流 I_a の代わりに1次電流指令 I_{a*} を用いる必要がある。この理由は、例えば初期値が0の状態から I_{a*} がステップ変化した場合、ステップ変化直後のサンプリングタイミングに検出された1次電流 I_a の値は0である。そのため、 I_a を用いて1次抵抗電圧 V_{a2} の演算を行うと $V_{a2} = 0$ とな

り、1次抵抗による電圧降下分を補償するために必要な電圧が得られないからである。上記ステップの中で、ステップST2及びステップST6の演算がフィードフォワード信号演算部5、ステップST3及びステップST4の演算が電流制御器7、ステップST4aの演算が1次抵抗電圧演算器9、ステップST5aの演算が加算器8にそれぞれ相当する。

【0048】以上のように、この実施の形態2によれば、フィードフォワード信号演算部5が、1サンプリング周期前の1次電流指令をモデル電流指令として出力すると共に、そのモデル電流の時間変化率に比例したモデル電圧とを出力し、電流制御器7が、モデル電流と電動機の1次電流との偏差を入力して補償電圧を出力し、1次抵抗電圧演算器9が、1次電流指令に基づき電動機の1次抵抗による電圧降下分の1次抵抗電圧を演算し、加算器8がモデル電圧と補償電圧と1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力し、PWMチャップ3が、1次電圧指令に電動機の1次電圧を一致させるように制御することにより、電動機の1次電流は、1次電流指令の変化に対し1サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、電動機の1次抵抗による電圧低下の影響を受けることなく、より正確ないわゆるデッドビート応答が得られて、高速の電流制御応答を得ることができるという効果がある。

【0049】実施の形態3。この発明の実施の形態3を説明する前に、このデジタル電流制御装置の制御原理について説明する。上述したように電流制御系の応答を調べる場合、誘起電圧 V_e は一定と見なすことができるるので、直流電動機の伝達関数は(1)式となる。ここで、実施の形態2で説明したように、1次抵抗電圧 V_{a2} のフィードフォワード補償を行うと、(1)式中の R_a が0となり、見掛け上、直流電動機は単なるアクトル負荷となる。そこで、従来のデジタル電流制御装置において、電流制御器を積分ゲインのないP制御器とし、その比例ゲイン K_p の値を L_a / T に一致させると、フィードフォワード信号演算部5を用いなくても、1次電流 I_a は1次電流指令 I_{a*} の変化に対し、デッドビート応答を示す。

【0050】しかし、誘起電圧やPWMチャップによる電圧出力誤差などによって生じる定常電流偏差を無くすためには、積分要素を持ったPI演算形の電流制御器が必要である。この場合1次電流指令 I_{a*} がステップ変化すると、積分要素の出力電圧が比例要素の出力電圧に加算されるため、1次電流 I_a をデッドビート応答させるために必要な電圧(すなわち、比例要素の出力)より大きい電圧が直流電動機1に印加される。その結果、1次電流 I_a のステップ応答にはオーバーシュートが生じ、目標とするデッドビート応答が得られない。

【0051】そこでこの課題を解決するためには、1次電流指令 I_{a*} と1次電流 I_a の偏差 ΔI を用いて比例

演算を行い、 I_{a^*} を 1 サンプリング周期遅延させた信号 I_{a1^*} と I_a の偏差 ΔI_1 を用いて積分演算を行えば良い。この場合は、 I_{a^*} がステップ変化した直後の 1 サンプリング周期間は $I_{a1^*} = 0$ となり、電流制御器 7 中の積分要素の出力電圧も 0 となる。その結果、 I_{a^*} がステップ変化した直後の 1 サンプリング周期間は、比例要素の出力電圧のみが補償電圧として直流電動機に印加されるので、1 次電流 I_a のデッドビート応答が実現できる。

【0052】この発明の実施の形態 3 に記載されたデジタル電流制御装置は、上記の制御原理に基づいて 1 次電流 I_a を制御するものである。図 9 はこの発明の実施の形態 3 による電動機のデジタル電流制御装置を示す構成図である。また図 10 は図 9 の構成による電流フィードバック制御系のブロック図である。この構成は、マイクロコンピュータ 4 の演算内容を除き、実施の形態 2 の図 6 及び図 7 からフィードフォワード信号演算部 5 を除いたものである。

【0053】次に動作について説明する。図 11 はこの発明の実施の形態 3 の動作を示すフローチャートである。マイクロコンピュータ 4 は、PWM チョッパ 3 で用いられる三角波キャリア信号のピークタイミングに同期して、図 11 のフローチャートに従って演算を行う。

【0054】まずステップ ST 10 では、電流指令発生器 10 から出力された 1 次電流指令 I_{a^*} 、及び電流検出器 2 から出力された直流電動機 1 の 1 次電流 I_a の値をそれぞれ読み込む。次にステップ ST 11 では、1 次電流指令 I_{a^*} と 1 次電流 I_a の偏差 ΔI を求め、ステップ ST 12 でこの偏差を K_p 倍することにより比例補償電圧 V_p を求める。つづいて、ステップ ST 13 で 1 サンプリング周期前の 1 次電流指令 I_{a1^*} と 1 次電流 I_a の偏差 ΔI_1 を求め、ステップ ST 14 で積分演算を行い、積分補償電圧 V_i を求める。次に、ステップ ST 15 においてステップ ST 12 で求められた比例補償電圧 V_p とステップ ST 14 で求められた積分補償電圧 V_i を加算し、補償電圧 V_a を求める。

【0055】つづいて、ステップ ST 16 では、ステップ ST 10 で読み込まれた 1 次電流指令 I_{a^*} と直流電動機 1 の 1 次抵抗 R_a を乗算し、1 次抵抗電圧 V_a を求める。次に、ステップ ST 17 でステップ ST 15 で求められた補償電圧 V_a とステップ ST 16 で求められた 1 次抵抗電圧 V_a を加算し、1 次電圧指令 V_a^* を求める。さらに、ステップ ST 18 で 1 次電流指令 I_{a^*} の値を I_{a1^*} とする。この演算により、 I_{a1^*} は I_{a^*} を 1 サンプリング周期、遅延させた信号、すなわち 1 サンプリング前の I_{a^*} となる。次に、ステップ ST 19 でステップ ST 17 で求められた 1 次電圧指令 V_a^* を PWM チョッパ 3 に出力する。すると、PWM チョッパ 3 により 1 次電圧指令 V_a^* に一致した 1 次電圧 V_a が output され、直流電動機 1 に印加される。ここ

で、比例ゲイン K_p の値を L_a / T の値に一致させると、1 次電流指令 I_{a^*} がステップ変化した場合、直流電動機 1 の 1 次電流 I_a の応答はデッドビート応答となり、オーバーシュートを生じることなく I_{a^*} に追従する。

【0056】上記ステップの中で、ステップ ST 11 及び ST 13 の演算が減算器 6、ステップ ST 12、ST 14、ST 15 の演算が電流制御器 7、ステップ ST 16 の演算が 1 次抵抗電圧演算器 9、ステップ ST 17 の演算が加算器 8 にそれぞれ相当する。

【0057】なおこの実施の形態では、電動機 1 の 1 次抵抗による電圧降下分を補償しているが、サンプリング周期 T の値によっては、実施の形態 1 のようにこの補償が不要な場合もある。この場合の構成は、図 9 及び図 10 より 1 次抵抗電圧演算器 9 及び加算機 8 を削除し、動作については、図 11 におけるステップ ST 16 を削除し、ステップ ST 17 において、 V_a の出力をそのまま V_a^* とすれば良い。

【0058】以上のように、この実施の形態 3 によれば、電流制御器 7 が 1 次電流指令と 1 次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、電動機の 1 次インダクタンス値をサンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、1 次電流と 1 サンプリング周期前の 1 次電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算して補償電圧として出力し、1 次抵抗電圧演算器 9 が 1 次電流指令をサンプリング周期毎に入力し、電動機の 1 次抵抗による電圧降下を演算して 1 次抵抗電圧として出力し、加算器 8 が補償電圧と 1 次抵抗電圧とを加算して 1 次電圧指令を出力し、PWM チョッパ 3 が電動機の 1 次電圧を 1 次電圧指令に一致するように制御することにより、電動機の 1 次電流は、電動機の 1 次抵抗による電圧低下の影響を受けることなく、1 次電流指令の変化に対し 1 サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、より正確ないわゆるデッドビート応答が得られて、高速の電流制御応答を得ることができるという効果がある。

【0059】実施の形態 4。この発明の実施の形態 4 を説明する前に、このデジタル電流制御装置の制御原理について説明する。実施の形態 3 の制御原理からわかるように、電流制御器 7 の積分演算による余分な電圧出力をなくせば、1 次電流 I_a のデッドビート応答を実現することができる。そこで、上記実施の形態 3 では、1 次電流指令 I_{a^*} を 1 サンプリング周期遅延させた電流指令 I_{a1^*} を用いて積分演算を行った。しかし、1 次電流 I_a のデッドビート応答を実現するためには、一次電流指令が変化直後の 1 サンプリング周期間、積分動作を停止させ電流制御器を P 制御器として動作させれば良いので、積分演算自体を 1 サンプリング周期、遅延させても良い。

【0060】実施の形態4に記載されたディジタル電流制御装置は上記の制御原理に基づいて、1次電流を制御するものである。実施の形態4の構成は、マイクロコンピュータ4の演算内容を除き、実施の形態3の図9及び図10と同じである。

【0061】次に動作について説明する。図12はこの発明の実施の形態4による動作を示すフローチャートである。マイクロコンピュータ4は、PWMチョッパ3で用いられる三角波キャリア信号のピークタイミングに同期して、図12のフローチャートに従って演算を行う。

【0062】まずステップST20では、電流指令発生器10から出力された1次電流指令Ia*、及び電流検出器2から出力された直流電動機1の1次電流Iaの値をそれぞれ読み込む。次にステップST21では、1次電流指令Ia*と1次電流Iaの偏差ΔIを求め、ステップST22で電流制御器7がこの偏差をKp倍することにより比例補償電圧Vpを求める。つづいて、ステップST23で電流制御器7が比例補償電圧Vpと1サンプリング前の積分補償電圧Viとを加算し、補償電圧Va1を求める。さらに、ステップST24では1次抵抗電圧演算器9が1次抵抗電圧Va2を求める。次に、ステップST25においてステップST23で得られた補償電圧Va1とステップST24で求められた1次抵抗電圧Va2を加算し、1次電圧指令Va*を求め、ステップST26でこの1次電圧指令Va*をPWMチョッパ3に出力する。つづいて、ステップST27でステップST21で得られた電流偏差ΔIを用いて積分演算を行い、積分補償電圧Viを求める。

【0063】以上の動作からわかるように、電流制御器7の積分演算は1次電圧指令Va*を演算した後で行われるため、Va*の演算には1サンプリング周期前の積分補償電圧Viが用いられる。従って、例えば、初期値0で1次電流指令Ia*がステップ変化した場合、ステップST23の演算時の積分補償電圧Viの値は0なので、補償電圧Va1の値は比例補償電圧Vpの値と一致する。そこで、ステップST25で得られた1次電圧指令Va*を、ステップST26でPWMチョッパ3に出力すると、PWMチョッパ3により1次電圧指令Va*に一致した1次電圧Vaが outputされ、直流電動機1に印加される。このステップ全体の中で、比例ゲインKpの値をLa/Tの値に一致させると、1次電流指令Ia*がステップ変化した場合、直流電動機1の1次電流Iaの応答はデッドビート応答となり、オーバーシュートを生じることなく、1次電流指令Ia*に追従する。

【0064】上記ステップの中で、ステップST21の演算が減算器6、ステップST22、ステップST23の演算が電流制御器7、ステップST24の演算が1次抵抗電圧演算器9、ステップST25の演算が加算器8

にそれぞれ相当する。

【0065】なおこの実施の形態では、直流電動機1の1次抵抗による電圧降下分を補償しているが、サンプリング周期Tの値によっては、実施の形態1のようにこの補償が不要な場合もある。この場合の構成は、図9及び図10より1次抵抗電圧演算器9及び加算機8を削除し、動作については、図12におけるステップST24を削除し、ステップST25において、Va1の出力をそのままVa*とすれば良い。

【0066】以上のように、この実施の形態4によれば、電流制御器7が1次電流指令と1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、電動機の1次インダクタンス値をサンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、1次電流指令と1次電流との差に基づき積分して得られた1サンプリング周期前の積分補償電圧とを、加算して補償電圧として出力し、1次抵抗電圧演算器9が1次電流指令をサンプリング周期毎に入力し、電動機の1次抵抗による電圧降下を演算して1次抵抗電圧として出力し、加算器8が補償電圧と1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力し、PWMチョッパ3が電動機の1次電圧を1次電圧指令と一致するように制御することにより、電動機の1次電流は、電動機の1次抵抗による電圧低下の影響を受けることなく、1次電流指令の変化に対し1サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、より正確ないわゆるデッドビート応答が得られて、高速の電流制御応答を得ることができる。

【0067】実施の形態5、図13はこの発明の実施の形態5における電動機のディジタル電流制御装置を示す構成図である。図において、1aは永久磁石同期電動機(交流電動機)、2は電流検出器、3aは永久磁石同期電動機(電圧制御手段)1aの電圧を制御するPWMインバータ、4aはマイクロコンピュータ、9は位置検出器である。なお、マイクロコンピュータ4aの演算内容をハードウェア的に表現すると、図9に示すように、フィードフォワード信号演算部5、減算器6及び12、q軸電流制御器(q軸電流制御手段)7、加算器8、14及び17、座標変換器11及び18、d軸電流制御器(d軸電流制御手段)13、微分器15、永久磁石同期電動機1aの回転速度が変化したときの補正量を演算する非干渉補正演算部16に分けられる。

【0068】さて図14において、フィードフォワード信号演算部5を省略し、加算器6の入力信号としてq軸モデル電流Iqmの代わりに、q軸電流指令Iq*を用いると、従来の永久磁石同期電動機の電流制御装置となる。まず公知のとおり、回転子磁束ベクトルに同期して回転するd-q軸上における永久磁石同期電動機の電圧・電流方程式は次式となる。

$$V_d = (R_a + dL_a/dt) I_d - \omega_r L_a I_q \quad \dots (13a)$$

$$V_q = (R_a + dL_a/dt) I_q + \omega_r L_a I_d + \omega_r \Phi_r$$

ここで、 V_d 、 V_q はそれぞれ 1 次電圧の d 軸及び q 軸成分、 I_d 、 I_q はそれぞれ 1 次電流の d 軸及び q 軸成分、 Φ_r は回転子磁束の振幅を示す。また、 R_a 、 L_a はそれぞれ 1 次巻線の抵抗 (1 次抵抗) 及びインダクタ *

$$\tau_M = P_M \Phi_r I_q$$

ここで、 P_M は極対数である。(14) 式から、発生トルク τ_M は 1 次電流の q 軸成分 (q 軸電流) I_q に比例することがわかる。すなわち、 I_q は直流電動機の 1 次電流 I_a に相当し、 I_q を制御することによって、永久磁石同期電動機の発生トルク τ_M を制御することができる。次に、(13b) 式において、右辺第 3 項は誘起電圧を表しており、電流制御の応答を調べる場合は一定と見なして差し支えない。(13a)、(13b) 式の右※

$$I_q = V_q / (L_a S + R_a)$$

従って、直流電動機の実施の形態 1 と同様の方法で、 q 軸電流 I_q のデッドビート応答制御を実現することができる。図 13 に示された実施の形態 5 は、実施の形態 1 と同じ方法を用いたものである。

【0071】次に、実施の形態 5 の動作について説明する。まず、座標変換器 11 から、次式の演算により、位★

$$I_d = \sqrt{2} [I_v \cdot \sin \theta_r - I_u \cdot \sin (\theta_r - 2/3\pi)] \quad \dots (16a)$$

$$I_q = \sqrt{2} [I_v \cdot \cos \theta_r - I_u \cdot \cos (\theta_r - 2/3\pi)] \quad \dots (16b)$$

【0073】一方、図示しない電流指令発生器から出力された q 軸電流指令 I_{q*} をフィードフォワード信号演算部 5 に入力すると、実施の形態 1 の図 1 におけるフィードフォワード信号演算部 5 と同一の演算によって、 q 軸モデル電流 I_{q_m} 及び q 軸モデル電圧 V_{q_m} が求められる。そこで、減算器 6 により、この q 軸モデル電流 I_{q_m} と座標変換器 11 から出力された q 軸電流 I_q の偏差を求め、 q 軸電流制御器 7 に入力すると、図 1 における電流制御器 7 と同一の演算によって、 q 軸補償電圧 V_{q_1} が求められる。

【0074】一方、減算器 12 で d 軸電流指令 I_d (=☆

$$V_{d2} = -\omega_r L_a I_q$$

$$V_{q2} = \omega_r L_a I_d$$

【0075】つづいて、加算器 8 及び 17 により、フィードフォワード信号演算部 5 から出力された q 軸モデル電圧 V_{q_m} 、 q 軸電流制御器 7 から出力された q 軸補償電圧 V_{q_1} 及び非干渉補正演算部 16 から出力された q 軸非干渉補償電圧 V_{q_2} が加算され、 q 軸電圧指令 V_{q*} が求められる。一方、加算器 14 により、 d 軸電流制御器 13 から出力された d 軸補償電圧 V_{d1} と非干渉

$$V_{u*} = \sqrt{(2/3)} [V_{d*} \cos \theta_r - V_{q*} \sin \theta_r]$$

$$\dots (18a)$$

$$V_{v*} = \sqrt{(2/3)} [V_{d*} \cos (\theta_r - 2/3\pi) - V_{q*} \sin (\theta_r - 2/3\pi)]$$

$$\dots (18b)$$

$$\dots (13b)$$

*ンス (1 次インダクタンス)、 ω_r は回転速度である。

【0069】次に、1 次電流の d 軸成分 (d 軸電流) I_d が 0 となるように制御すると、永久磁石同期電動機の発生トルク τ_M は次式となる。

$$\dots (14)$$

※辺第 2 項は、 $d - q$ 軸間の干渉電圧を示しており、交流電動機特有の電圧である。この電圧は、後述するよう 10 に、非干渉補正演算部 16 によって、フィードフォワード補償される。

【0070】従って、1 次電圧の q 軸成分 (q 軸電圧) V_q と q 軸電流 I_q との間には、(1) 式と同様に、次式が成立つ。

$$\dots (15)$$

★置換出器 9 から出力された回転子位置 (磁極位置) θ_r と、電流検出器 2 から出力された永久磁石同期電動機 1 a の 1 次電流 I_u 、 I_v から、1 次電圧の d 軸成分 I_d 及び q 軸成分 I_q が求められ出力される。

20 【0072】

☆0) と座標変換器 11 から出力された d 軸電流 I_d の偏差を求め、 d 軸電流制御器 13 に入力すると、図 1 における電流制御器 7 と同一の演算によって、 d 軸補償電圧 V_{d1} が求められる。次に、位置検出器 9 から出力された回転子位置信号 θ_r を微分器 15 で微分することによって得られた回転速度 ω_r と、座標変換器 11 から出力された d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q を非干渉補正演算部 16 に入力すると、(13) 式の右辺第 2 項に相当する次式の演算が行われ、非干渉補償電圧 V_{d2} 及び V_{q2} が求められる。

$$\dots (17a)$$

$$\dots (17b)$$

補正演算部 16 から出力された d 軸非干渉補償電圧 V_{d2} が加算され、 d 軸電圧指令 V_{d*} が求められる。次に、これらの V_{d*} 及び V_{q*} を座標変換器 18 に入力すると、次式の演算によって、1 次電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 及び V_{w*} が求められる。

【0076】

$$Vw^* = -(Vu^* + Vv^*)$$

【0077】マイクロコンピュータ4aはq軸電流指令 I_{q^*} 及び1次電流 I_u 、 I_v を入力し、上記のような演算を行って1次電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 及び Vw^* を求める、PWMインバータ3aへ出力する。すると、PWMインバータ3aにより1次電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 及び Vw^* に一致した1次電圧 Vu 、 Vv 及び Vw が输出され、永久磁石同期電動機1aに印加される。ここで、フィードフォワード信号演算部5中の制御器の比例ゲイン K_p の値を L_a/T の値に一致させると、q軸電流指令 I_{q^*} がステップ変化した場合、永久磁石同期電動機1aのq軸電流 I_q の応答はデッドビート応答となり、オーバーシュートを生じることなく、指令値に追従する。

【0078】ところで、上記のようにd軸電流 I_d が0となるように制御した場合、(17b)式からわかるように、q軸非干渉補償電圧 Vq_2 は0となる。一方、d軸非干渉補償電圧 Vd_2 については、非干渉補正演算部16を省略した場合、d軸電流制御器13からこの電圧が输出される。従って非干渉補償電圧の演算を省略しても差し支えない。

【0079】以上のように、この実施の形態5によれば、フィードフォワード信号演算部5が、回転子磁束ベクトルと直交する1次電流のq軸成分(q軸電流)の指令を入力し、1サンプリング周期前のq軸電流指令をモデルq軸電流として出力すると共に、このモデルq軸電流の時間変化率に比例したモデルq軸電圧とを出力し、q軸電流制御器7がモデルq軸電流とq軸電流との偏差を入力して補償電圧を出力し、加算器8がq軸モデル電圧と補償電圧とを加算してq軸電圧指令を出力し、d軸電流制御部13が回転子磁束ベクトルと同相の1次電流のd軸成分(d軸電流)の指令とd軸電流の偏差を入力してd軸電圧指令を出力し、PWMインバータ3aが、永久磁石同期電動機1aの1次電圧のd軸及びq軸成分を、1次電圧のd軸及びq軸指令と一致するように制御しているので、q軸電流指令がステップ変化した場合、永久磁石同期電動機1aのq軸電流の応答はデッドビート応答となり、オーバーシュートを生じることなく、指令値に追従するという効果が得られる。

【0080】実施の形態6。この発明の実施の形態6は、直流電動機における実施の形態3を永久磁石同期電動機に適用したものである。図14はこの発明の実施の形態6における電動機のデジタル電流制御装置を示す構成図である。この構成は、実施の形態5における図13から、フィードフォワード信号演算部5を削除し、加算器6にq軸モデル電流 I_{q_m} の代わりにq軸電流指令 I_{q^*} を入力したものである。

【0081】次に動作について説明する。この実施の形態6におけるq軸電流制御器7は、実施の形態3における電流制御器7と同様に動作する。すなわちq軸電流制

... (18c)

御器7における積分補償電圧の演算には、1サンプリング周期前のq軸電流指令 I_{q1^*} を用いて演算する。実施の形態3では、1次抵抗 R_a による電圧降下分を補償しているが、永久磁石同期電動機のような交流電動機では、直流電動機の場合ほど1次抵抗 R_a による電圧降下分の影響は少ないので省略している。q軸電流制御器7以外の他の動作については、実施の形態5と同様である。

10 【0082】以上のように、この実施の形態6によれば、q軸電流制御器7が、q軸電流指令とq軸電流の偏差に、交流電動機のインダクタンス値をサンプリング周期で除した値を乗じた比例補償電圧と、q軸電流と1サンプリング前のq軸電流指令との偏差に基づき積分演算した積分補償電圧と加算して、q軸電圧指令を出力し、d軸電流制御器13がd軸電流指令とd軸電流の偏差を入力してd軸電圧指令を出力し、PWMインバータ3aが、交流電動機の1次電圧のd軸及びq軸成分がそれぞれd軸電圧指令及びq軸電圧指令と一致するように制御しているので、q軸電流指令がステップ変化した場合、永久磁石同期電動機1aのq軸電流の応答はデッドビート応答となり、オーバーシュートを生じることなく、指令値に追従するという効果が得られる。

【0083】実施の形態7。この発明の実施の形態7は、直流電動機における実施の形態4を永久磁石同期電動機に適用したもので、この実施の形態の構成は実施の形態6における図14と同じである。

【0084】次に動作について説明する。図14において、q軸電流制御器7は、実施の形態4における電流制御器7と同様に動作する。すなわちq軸電流制御器7は、q軸電流指令とq軸電流の偏差に、交流電動機のインダクタンス値をサンプリング周期で除した値を乗じた比例補償電圧と、q軸電流指令とq軸電流との偏差に基づき積分演算した1サンプリング前の積分補償電圧とを加算して、q軸電圧指令を出力している。実施の形態4では、1次抵抗 R_a による電圧降下分を補償しているが、この実施の形態でも、実施の形態6と同様に省略している。q軸電流制御器7以外の他の動作についても、実施の形態5と同様である。

40 【0085】以上のように、この実施の形態7によれば、q軸電流制御器7が、q軸電流指令とq軸電流の偏差に、交流電動機のインダクタンス値をサンプリング周期で除した値を乗じた比例補償電圧と、q軸電流指令とq軸電流の偏差に基づき積分演算した1サンプリング周期前の積分補償電圧とを加算して、q軸電圧指令を出力し、d軸電流制御器13がd軸電流指令とd軸電流の偏差を入力してd軸電圧指令を出力し、PWMインバータ3aが、交流電動機の1次電圧のd軸及びq軸成分がそれぞれd軸電圧指令及びq軸電圧指令と一致するように制御しているので、q軸電流指令がステップ変化した場

合、永久磁石同期電動機1aのq軸電流の応答はデッドピート応答となり、オーバーシュートを生じることなく、指令値に追従するという効果が得られる。

【0086】実施の形態8. 電動機が誘導電動機の場*

$$\begin{aligned} V_d &= (R_s + dL_s \sigma / d t) \cdot I_d - L_s \sigma \omega I_q \\ &\quad + (M / L_r) \cdot (d \Phi_r / d t) \quad \cdots (19a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_q &= (R_s + dL_s \sigma / d t) \cdot I_q - L_s \sigma \omega I_d \\ &\quad + (M / L_r) \cdot \omega \Phi_r \quad \cdots (19b) \end{aligned}$$

ここで、 R_s 、 M 、 L_s 、 L_r はそれぞれ、誘導電動機の1次抵抗、1次2次相互インダクタンス、1次インダクタンスである。

$$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$$

【0087】誘導電動機の高速応答トルク制御法としては、ベクトル制御法が知られている。本制御法では、通常、d軸電流 I_d を一定に制御することにより、回転子磁束 Φ_r の振幅が一定に制御される。このとき、(19a)式の右辺第3項は0となる。また、(19b)式の右辺第3項は誘起電圧であり、電流制御の応答を調べる★

$$I_q = V_q / (L_s \sigma S + R_s)$$

【0088】従って、誘導電動機の場合でも、実施の形態5から実施の形態7と同様の方法で、q軸電流 I_q のデッドピート応答制御を実現することができる。なお、★

$$\tau_m = P_m \Phi_r I_q$$

(22)式から、発生トルク τ_m は1次電流のq軸成分(q軸電流) I_q に比例することがわかる。すなわち、 I_q は直流電動機の1次電流 I_a に相当し、 I_q を制御することによって、誘導電動機の発生トルク τ_m を制御することができる。

【0089】ところで、上記のようにd軸電流 I_d が一定となるように制御した場合、(17b)式からわかるように、右辺第2項のq軸非干渉補償電圧 $V_q 2$ は第3項の誘起電圧と同様に、一次周波数 ω に比例した電圧となるので、電流制御の応答を調べる場合は一定と見なしてよい。一方、(17a)式の右辺第2項のd軸非干渉補償電圧 $V_d 2$ については、非干渉補正演算手段を省略した場合、d軸電流制御器からこの電圧が出力される。以上のことから、非干渉補償電圧の演算を省略しても差し支えない。

【0090】以上のように、この実施の形態8においても、実施の形態5から実施の形態7と同じ効果を得ることができる。

【0091】実施の形態9. 上記の実施の形態は全て、電動機の電流制御装置を示すものであるが、図15に示すような3相高力率コンバータが知られている。これは、PWMインバータと同じ回路構成のPWMコンバータを用いて、リアクトルLを介して交流電源からPWMコンバータへ流れる電源電流 I_r 、 I_s 、 I_t の波形が、電源電圧と同相の正弦波波形となるように電源電流のフィードバック制御を行うものである。このような場合も、この発明によれば、電源電流のデッドピート応答を実現できることは言うまでもない。

*合、回転子磁束ベクトルに同期して回転するd-q軸上の誘導電動機の電圧・電流方程式は、公知のように次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \text{※クタンス及び2次インダクタンスである。また、}\omega\text{は1} \\ \text{次周波数、}\sigma\text{は漏れ係数で次式で示される。} \\ \cdots (20) \end{aligned}$$

★場合は一定と見なしてよい。さらに、実施の形態5と同様に、(19)式の右辺第2項のd-q軸間の干渉電圧をフィードフォワード補償するものとすると、結局、1次電圧のq軸成分(q軸電圧) V_q とq軸電流 I_q との間には、(1)式と同様に次式が成り立つ。

$$\cdots (21)$$

☆ベクトル制御を行った場合、誘導電動機の発生トルク τ_m は次式となる。

$$\cdots (22)$$

【0092】

【発明の効果】以上のように、請求項1記載の発明によれば、フィードフォワード信号演算手段が1次電流指令をサンプリング周期毎に入力し、1サンプリング周期前の1次電流指令をモデル電流として出力すると共に、モデル電流の時間変化率に比例したモデル電圧とを出力し、電流制御手段がモデル電流と1次電流との偏差を入力して補償電圧を出力し、加算手段が補償電圧とモデル電圧とを加算して1次電圧指令を出力し、電圧制御手段が電動機の1次電圧を1次電圧指令と一致するように制御するようにしたので、電動機の1次電流は、1次電流指令の変化に対し1サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、いわゆるデッドピート応答が得られて、高速の電流制御応答を得られる効果がある。

【0093】請求項2記載の発明によれば、フィードフォワード信号演算手段が1次電流指令をサンプリング周期毎に入力し、1サンプリング周期前の1次電流指令をモデル電流として出力すると共に、モデル電流の時間変化率に比例したモデル電圧とを出力し、電流制御手段がモデル電流と1次電流との偏差を入力して補償電圧を出力し、1次抵抗電圧演算手段が1次電流指令をサンプリング周期毎に入力し、電動機の1次抵抗による電圧降下を演算して1次抵抗電圧として出力し、加算手段がモデル電圧と補償電圧と1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力し、電圧制御手段が電動機の1次電圧を1次電圧指令と一致するように制御するようにしたので、電動機の1次電流は、電動機の1次抵抗による電圧低下の

影響を受けることなく、1次電流指令の変化に対し1サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、より正確ないわゆるデッドビート応答が得られて、高速の電流制御応答を得ることができる効果がある。

【0094】請求項3記載の発明によれば、電流制御手段が1次電流指令と1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、電動機の1次インダクタンス値をサンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、1次電流と1サンプリング周期前の1次電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算して1次電圧指令として出力し、電圧制御手段が電動機の1次電圧を1次電圧指令と一致するように制御するようにしたので、電動機の1次電流は、1次電流指令の変化に対し1サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、より正確ないわゆるデッドビート応答が得られて、高速の電流制御応答を得ることができる効果がある。

【0095】請求項4記載の発明によれば、電流制御手段が1次電流指令と1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、電動機の1次インダクタンス値をサンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、1次電流と1サンプリング周期前の1次電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算して補償電圧として出力し、1次抵抗電圧演算手段が1次電流指令をサンプリング周期毎に入力し、電動機の1次抵抗による電圧降下を演算して1次抵抗電圧として出力し、加算手段が補償電圧と1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力し、電圧制御手段が電動機の1次電圧を1次電圧指令と一致するように制御するようにしたので、電動機の1次電流は、電動機の1次抵抗による電圧低下の影響を受けることなく、1次電流指令の変化に対し1サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、より正確ないわゆるデッドビート応答が得られて、高速の電流制御応答を得ることができる効果がある。

【0096】請求項5記載の発明によれば、電流制御手段が、1次電流指令と1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、電動機の1次インダクタンス値をサンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、1次電流指令と1次電流との差に基づき積分して得られた1サンプリング周期前の積分補償電圧とを、加算して1次電圧指令として出力し、電圧制御手段が電動機の1次電圧を1次電圧指令と一致するように制御するようにしたので、電動機の1次電流は、1次電流指令の変化に対し1サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、より正確ないわゆるデッドビート応答が得られて、高速の電流制御応答を得ることができる効果がある。

【0097】請求項6記載の発明によれば、電流制御手

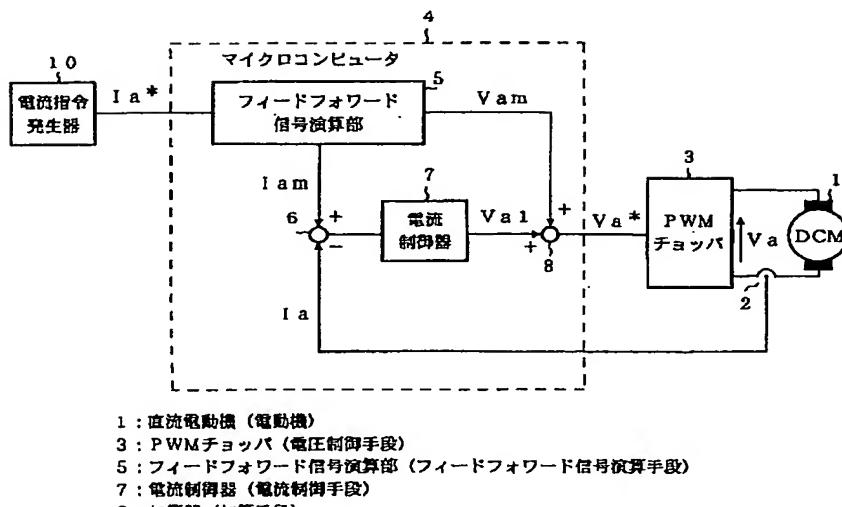
段が、1次電流指令と1次電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、電動機の1次インダクタンス値をサンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、1次電流指令と1次電流との差に基づき積分して得られた1サンプリング周期前の積分補償電圧とを、加算して補償電圧として出力し、1次抵抗電圧演算手段が1次電流指令をサンプリング周期毎に入力し、電動機の1次抵抗による電圧降下を演算して1次抵抗電圧として出力し、加算手段が補償電圧と1次抵抗電圧とを加算して1次電圧指令を出力し、電圧制御手段が電動機の1次電圧を1次電圧指令と一致するように制御するようにしたので、電動機の1次電流は、電動機の1次抵抗による電圧低下の影響を受けることなく、1次電流指令の変化に対し1サンプリング周期遅れで、オーバーシュートを生じることなく追従するようになり、より正確ないわゆるデッドビート応答が得られて、高速の電流制御応答を得ることができる効果がある。

【0098】請求項7記載の発明によれば、フィードフォワード信号演算手段が、q軸電流指令をサンプリング周期ごとに入力し、1サンプリング周期前のq軸電流指令をモデルq軸電流として出力すると共に、モデルq軸電流の時間変化率に比例したモデルq軸電圧とを出力し、q軸電流制御手段がモデルq軸電流とq軸電流との偏差を入力して補償電圧を出力し、加算手段がq軸モデル電圧と補償電圧とを加算してq軸電圧指令を出力し、d軸電流制御手段がd軸電流指令とd軸電流の偏差を入力してd軸電圧指令を出力し、電圧制御手段が交流電動機の1次電圧のd軸及びq軸成分を、それぞれd軸電圧指令及びq軸電圧指令と一致するように制御するようにしたので、q軸電流指令がステップ変化した場合、交流電動機のq軸電流の応答はデッドビート応答となり、オーバーシュートを生じることなく、指令値に追従する効果がある。

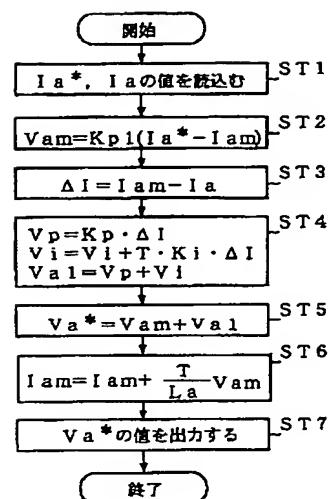
【0099】請求項8記載の発明によれば、q軸電流制御手段が、q軸電流指令とq軸電流の偏差をサンプリング周期毎に入力し、交流電動機の1次インダクタンス値をサンプリング周期で除した値と上記偏差を乗じて得られた比例補償電圧と、q軸電流と1サンプリング周期前のq軸電流指令との差に基づき積分して得られた積分補償電圧とを、加算してq軸電圧指令として出力し、d軸電流制御手段がd軸電流指令とd軸電流の偏差を入力してd軸電圧指令を出力し、電圧制御手段が交流電動機の1次電圧のd軸及びq軸成分を、それぞれd軸電圧指令及びq軸電圧指令と一致するように制御するようにしたので、q軸電流指令がステップ変化した場合、交流電動機のq軸電流の応答はデッドビート応答となり、オーバーシュートを生じることなく、指令値に追従する効果がある。

【0100】請求項9記載の発明によれば、q軸電流制御手段が、q軸電流指令とq軸電流の偏差をサンプリ

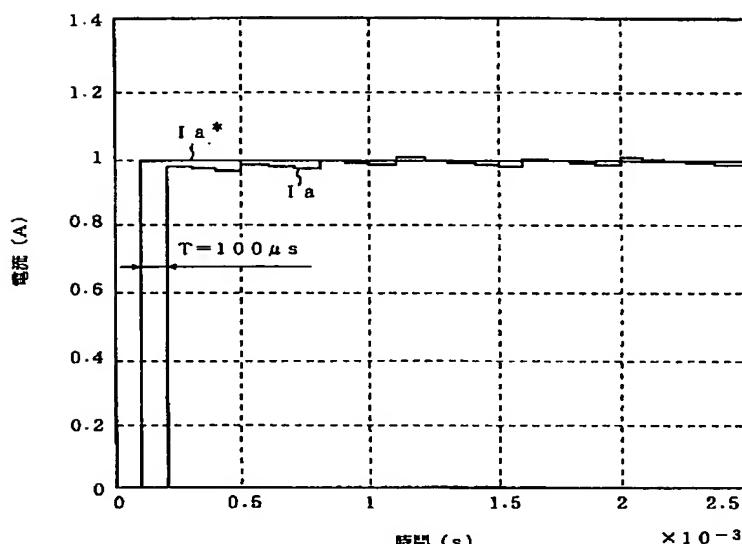
【図1】



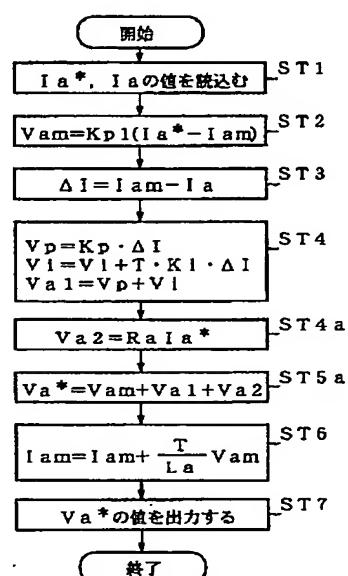
【図5】



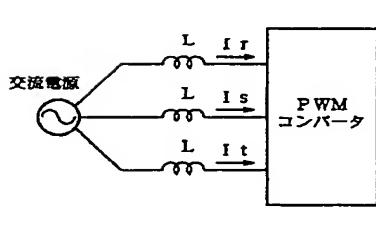
【図3】



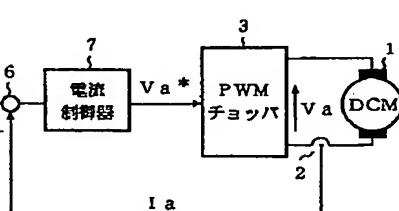
【図8】



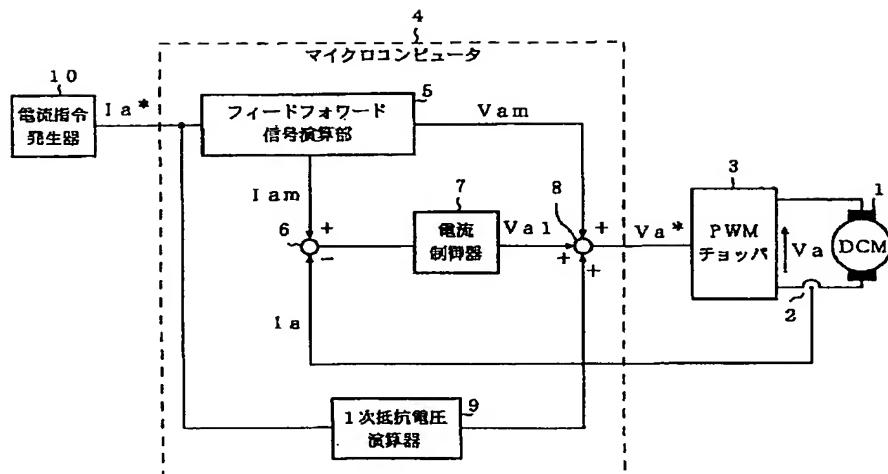
【図15】



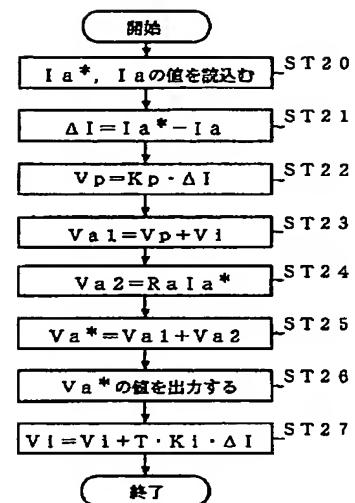
【図16】



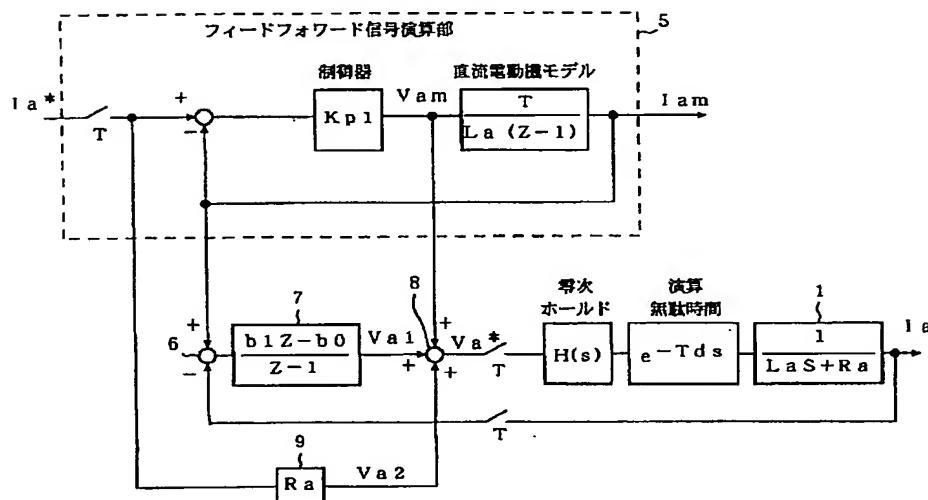
【図 6】



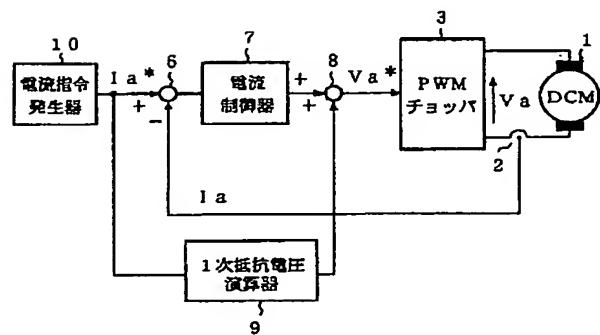
【図12】



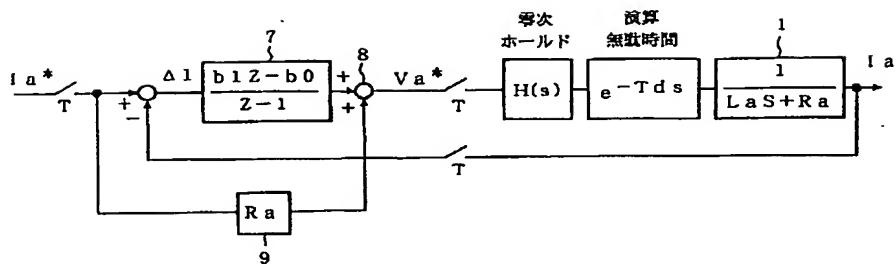
【図 7】



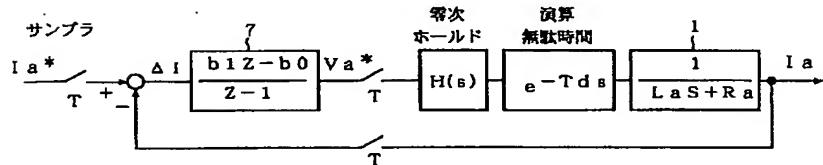
[图9]



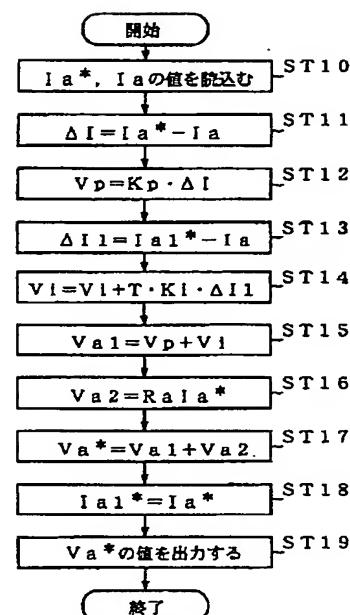
【図10】



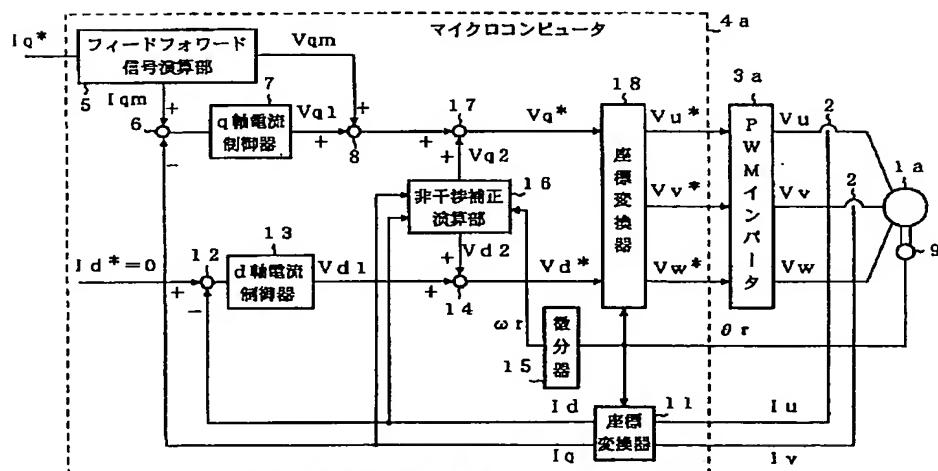
【図18】



【図11】

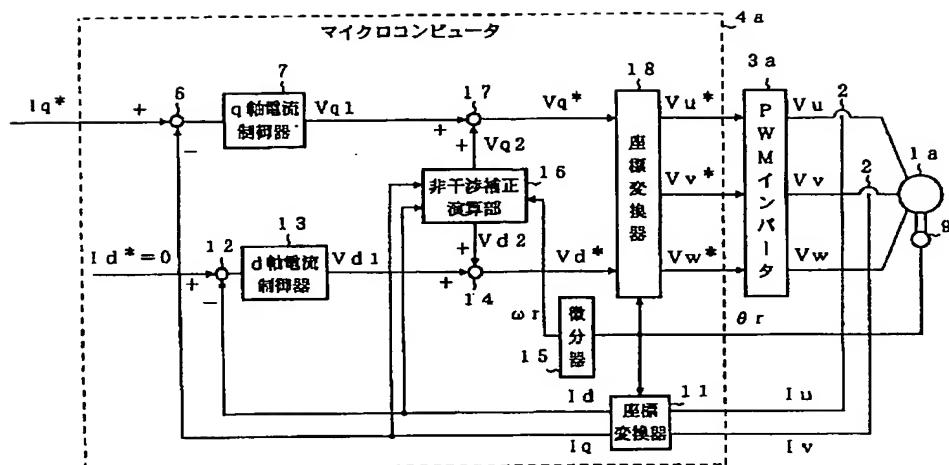


【図13】

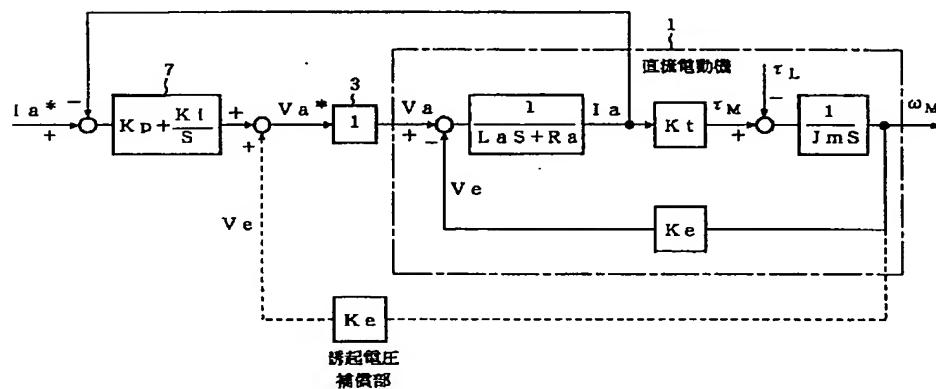


1 a : 永久磁石同期電動機 (交換電動機)
 3 a : PWMインバータ (電圧制御手段)
 7 : q 軸電流制御器 (q 軸電流制御手段)
 13 : d 軸電流制御器 (d 軸電流制御手段)

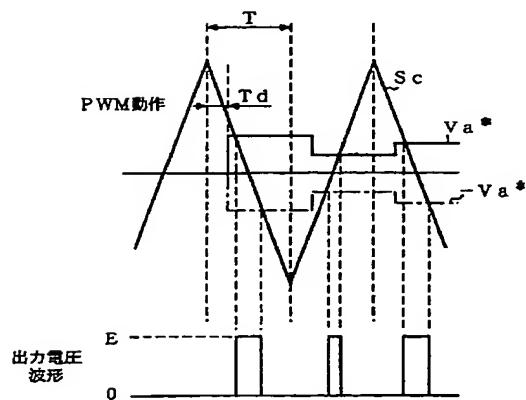
【図14】



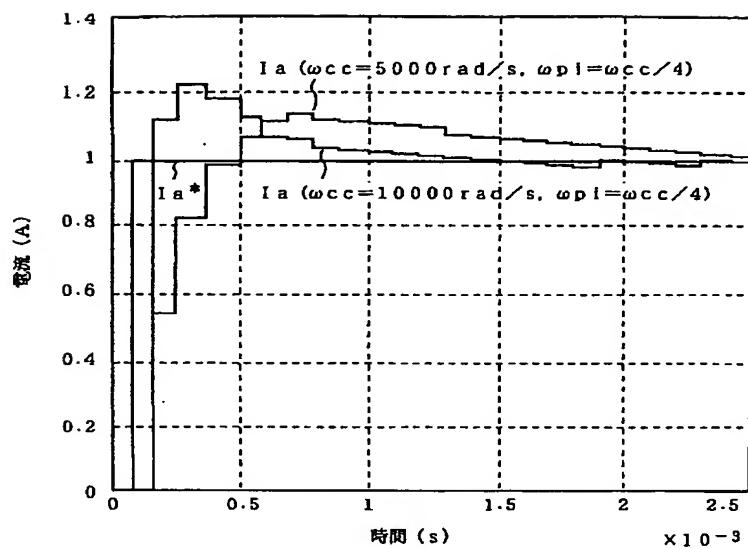
【図17】



【図19】



【図20】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.